

一种新型的基于磁通补偿的并联混合型有源电力滤波器

王军飞¹, 赵国生¹, 白蓉²

(1. 郑州大学电气工程学院, 河南 郑州 450001; 2. 郑州大学物理工程学院, 河南 郑州 450001)

摘要: 提出一种基于磁通补偿原理和谐波电流分流技术的新型并联混合型有源电力滤波器, 并推导了这一新理论。这种新型滤波器通过拓扑结构的改变, 使电网中的谐波电流入三绕组变压器的两个线圈, 在变压器铁芯中产生的谐波磁通部分补偿, 未完全补偿的部分由 APF 产生的谐波电流的磁通进行补偿, 最终达到减小 APF 容量的目的。在此基础上, 利用 MATLAB 对这种新型滤波器的稳态和暂态的特性进行了仿真研究, 并与传统并联混合型电力滤波器 APF 容量的计算比较, 证明了该原理的正确性。

关键词: 并联混合型电力滤波器; 磁通补偿; 谐波电流分流; 有源电力滤波器 (APF); 三绕组变压器

A novel shunt hybrid active power filter based on magnetic flux compensation

WANG Jun-fei¹, ZHAO Guo-sheng¹, BAI Rong²

(1. College of Electrical Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China;

2. College of Physical Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: A novel shunt hybrid active power filter based on the principle of magnetic flux compensation and the shunt technology of harmonic current is proposed and analyzed in this paper. Changes of topology in the novel filter guarantee that harmonic current from network flows into the three-winding transformer. Harmonic magnetic flux caused by harmonic current in the transformer core is partly compensated. The part that hasn't completely been compensated is compensated by the harmonic magnetic flux caused by harmonic current from APF, and APF capacity can be reduced finally. On top of this principle, transient and steady-state characteristics are simulated and analysed by MATLAB in the paper. Compared with APF capacity of conventional shunt hybrid active power filter, the principle is correct.

Key words: shunt hybrid active power filter; magnetic flux compensation; harmonic current shunt; active power filter (APF); three-winding transformer

中图分类号: TM714

文献标识码: A

文章编号: 1674-3415(2008)13-0037-06

0 引言

目前, 对中低压电网的滤波方法主要有无源调谐滤波器、有源滤波器、混合型有源滤波器三种, 无源调谐滤波器的滤波效果有限且存在着与电网发生谐振的可能性, 其并联的高通滤波器会产生较大的发热损耗。有源滤波器目前主要使用在 380 V、660 V 低压电网中, 由于所需的 APF 容量很大, 使用在 10 kV 以上电网中时成本过高; 对于 10 kV 以上电网公认的最好的滤波方案是采用混合型有源电力滤波器^[1-3], 混合型有源电力滤波器可以大大减小所需的 APF 容量。

但目前的混合型电力滤波器在减小所需 APF 容量方面还很有限, 有源滤波器经变压器后再与 LC

调谐滤波器串联使用方案^[4-6] (传统并联混合型) 已被广泛采用, 该方案可使有源滤波器承受的基波电压减小从而使其容量减小, 但在串联支路流过的基波电流较大时变压器一般需采用有气隙的变压器, 从而造成漏磁增加, 该漏磁通相当于在变压器的原边串联了一个空芯电抗, 影响无源滤波器的调谐效果并使有源滤波器所需容量增大。西安交通大学提出的通过在变压器的一次侧并联一个空芯电抗器对该方法进行了改进^[7], 使得基波电流绝大部分从电抗器流过, 变压器不需留有气隙, 同时通过电抗器来降低有源滤波器所承受的基波电压, 该方法可使有源滤波器的容量进一步减小, 但该两种方案所需的 APF 容量仍大于 $\sum X_h \cdot I_h^2$, I_h 为电网某次谐波电流值, X_h 为与 APF 串联的无源滤波器对 k 次谐波所呈现的谐波感抗。混合型有源电力滤波器研究的

另一种方案为串联混合型有源电力滤波器, 该滤波器目前主要有传统的注入谐波型混合滤波方案^[8]及基波磁通补偿型混合滤波方案^[9], 这两种方案都是通过串联于电网的串联变压器上产生谐波电压降来减小注入电网的高次谐波电流的。注入谐波型串联混合滤波方案所需的 APF 容量仍大于 $\sum X_h \cdot I_h^2$; 基波磁通补偿型串联混合型电力滤波方案不是使用 APF 来注入谐波, 它是通过注入基波来消除串联变压器上的基波电压降的, 这样可以保证不会因为串入串联变压器的引入而对负荷供电电压产生影响, 但这种补偿方式理论上不可能完全滤除谐波, 并且为了得到好的滤波效果其串联变压器自身的感抗应该比较大, 而串联变压器自身感抗的增大势必会导致进行基波磁通补偿时 APF 所提供的容量($I_1^2 X_{cb}$, X_{cb} 为串联变压器的基波感抗)的增加, 因此基波磁通补偿型串联混合型电力滤波器所需的 APF 的容量与其滤波效果及电网基波电流有关, 是其滤波效果的一个函数, 滤波效果越好所需 APF 容量越大。

本文将提出一种新的并联混合型电力滤波方案, 该方案所需的 APF 容量比目前的其它混合型电力滤波方案所需的 APF 容量都小。

器串联的 L_C 无源调谐滤波器的某次谐波等效电感。

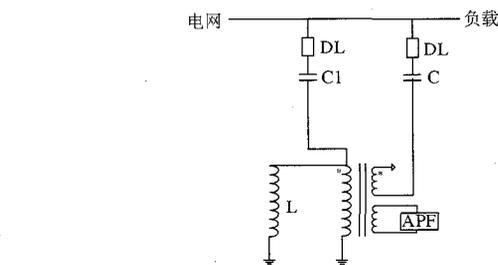


图 2 基波等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of fundamental wave

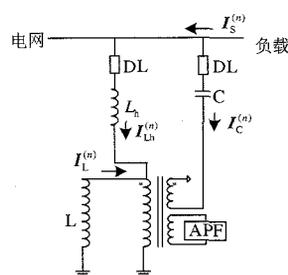


图 3 非调谐高次谐波等效电路

Fig.3 Nontunable higher harmonic equivalent circuit

1 新型并联混合型电力滤波器的电路结构

新型并联混合型电力滤波器的单相电路结构如图 1 所示。该并联混合型电力滤波器由调谐滤波器 (L_5 、 C_5 、 L_7 、 C_7)、三绕组变压器、并联于三绕组变压器原边的空芯电抗器 L 、与三绕组变压器一副边绕组串联的电容 C 、接于变压器副边绕组的有源电力滤波器 APF 组成, 图中 DL 为投切滤波支路的开关。三相并联混合型电力滤波器由三个单相滤波支路组成。

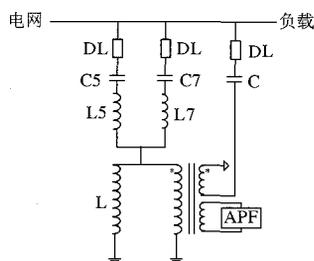


图 1 新型并联混合型电力滤波器的单相电路结构

Fig.1 Single-phase circuit fabric of the novel shunt hybrid active power filter

该新型并联混合型电力滤波器基波等效电路与非调谐次谐波等效电路分别如图 2 与图 3 示。在图 2 中, C_1 为与三绕组变压器串联的 L_C 无源调谐滤波器的基波等效电容, 在图 3 中, L_h 为与三绕组变

2 新型并联混合型电力滤波器的工作原理

2.1 稳态分析

新型并联混合型电力滤波器采用基于谐波磁通补偿原理与谐波电流分流技术的并联混合型电力滤波方案, 通过从电网中再并联引出一条由无源器件 (电容 C) 构造的支路, 使 APF 在稳定运行情况下, 由该支路与 LC 调谐电路对谐波源的谐波电流进行分流, 两条支路的谐波电流分别通过变压器的两个线圈, 两个线圈中谐波电流在三绕组变压器的铁芯内产生的谐波磁通部分相互补偿, 未完全补偿的部分再由 APF 产生的谐波电流的磁通进行补偿, 只要保证各支路流入变压器铁芯中的谐波电流产生的总的谐波磁通 $\dot{\Phi}$ 维持变压器正常的谐波电压降 (即变压器原边谐波电压与 LC 调谐滤波电路上的谐波电压的矢量和接近于零), 从而保证 APF 承受很小的电压, 同时提供很小的谐波电流即可达到有效滤除电网谐波的目的, 从而大大地减小所需 APF 的容量。

设三绕组变压器的匝数比为 1: 1: 1 (设原、副边匝数都是 N), 忽略滤波器的电阻压降, 在负载谐波完全由滤波器滤除情况下, 由图 3 得:

$$\begin{aligned} \dot{I}_{Lh}^{(n)} X_L^{(n)} &= \dot{I}_L^{(n)} X_L^{(n)} = \dot{I}_C^{(n)} X_C^{(n)} \\ N(\dot{I}_C^{(n)} - \dot{I}_{Lh}^{(n)} - \dot{I}_L^{(n)} + \dot{I}_{APF}^{(n)}) &= \dot{\Phi} R_m \end{aligned}$$

$$\dot{I}_L^{(n)} X_L^{(n)} = j\omega N \dot{\Phi}$$

$$\dot{I}_{Lh}^{(n)} + \dot{I}_C^{(n)} = \dot{I}_S^{(n)}$$

其中: $\dot{I}_L^{(n)}$ 、 $\dot{I}_{Lh}^{(n)}$ 、 $\dot{I}_C^{(n)}$ 为流过电抗器 L、调谐滤波器等效电感 L_h 、电容 C 的某次谐波电流; $\dot{I}_{APF}^{(n)}$ 为 APF 输出的某次谐波电流; $\dot{I}_S^{(n)}$ 为负载产生的某次谐波电流。

$X_L^{(n)}$ 、 $X_{Lh}^{(n)}$ 、 $X_C^{(n)}$ 为电抗器 L、调谐滤波器等效电感 L_h 、电容 C 的某次谐波感抗。

联立求解以上方程, 可得

$$\dot{I}_{APF}^{(n)} = \frac{X_L^{(n)} X_C^{(n)} - X_L^{(n)} X_{Lh}^{(n)} - \left(1 - \frac{X_L^{(n)} R_m}{j\omega N^2}\right) X_C^{(n)} X_{Lh}^{(n)}}{X_L^{(n)} X_{Lh}^{(n)} + X_L^{(n)} X_C^{(n)}} \dot{I}_S^{(n)} < \quad (1)$$

$$\frac{X_C^{(n)} - X_{Lh}^{(n)}}{X_{Lh}^{(n)} + X_C^{(n)}} \dot{I}_S^{(n)}$$

有源滤波器所承受的谐波电压为

$$\dot{U}_{APF}^{(n)} = \frac{\dot{I}_S^{(n)} X_C^{(n)} X_{Lh}^{(n)}}{X_{Lh}^{(n)} + X_C^{(n)}} \quad (2)$$

有源滤波器输出功率为

$$P_{APF}^{(n)} = \frac{X_{Lh}^{(n)} - (X_{Lh}^{(n)})^2 / X_C^{(n)}}{\left(1 + \frac{X_{Lh}^{(n)}}{X_C^{(n)}}\right)^2} (I_S^{(n)})^2 < X_{Lh}^{(n)} (I_S^{(n)})^2 \quad (3)$$

由式 (3) 可知, 在 APF 稳态运行情况下, 新型并联混合型电力滤波器为了达到理想的滤波效果, APF 输出的谐波功率比其它形式的混合型电力滤波器 APF 输出的谐波功率要小, 其值取决于电路参数。

对于调谐次高次谐波等效电路 (图 3 中 L_h 为零), 在 APF 稳态运行时, 三绕组变压器上的谐波压降近似为零, $I_L^{(n)} \approx 0$, 调谐次高次谐波电流从三绕组变压器的原边绕组流过, 有源滤波器需要输出的调谐次谐波电流 $\dot{I}_{APF}^{(n)}$ 即为相应次数的电网谐波电流, 因此, APF 输出的调谐次谐波功率近似为零。

2.2 APF 未投入运行时的稳态分析

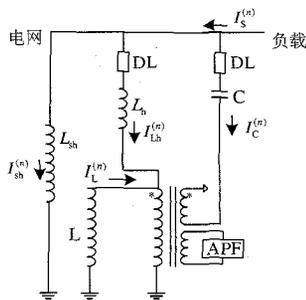


图 4 APF 未投入运行稳态电路图

Fig.4 Stable circuit when APF doesn't work

1) 对于非调谐次高次谐波

其等效电路可按图 4 进行分析, 设对于某次谐波电网的等效阻抗为 $Z_{sh}^{(n)} = R_{sh} + jX_{sh}^{(n)}$, 其流过的谐波电流为 $\dot{I}_{sh}^{(n)}$, 则有

$$\dot{I}_{Lh}^{(n)} X_{Lh}^{(n)} - \dot{I}_L^{(n)} X_L^{(n)} = \dot{I}_{sh}^{(n)} X_{sh}^{(n)} = \dot{I}_L^{(n)} X_L^{(n)} - \dot{I}_C^{(n)} X_C^{(n)}$$

$$\dot{I}_{sh}^{(n)} + \dot{I}_C^{(n)} + \dot{I}_{Lh}^{(n)} = \dot{I}_S^{(n)}$$

$$N(\dot{I}_C^{(n)} - \dot{I}_{Lh}^{(n)} - \dot{I}_L^{(n)}) = \dot{\Phi} R_m$$

$$\dot{I}_L^{(n)} X_L^{(n)} = j\omega N \dot{\Phi}$$

由于变压器产生高次谐波电动势所需激励高次谐波电流很小, 可近似认为 R_m 为零, 联立求解后得

$$\dot{I}_{Lh}^{(n)} = \frac{\dot{I}_S^{(n)} (2X_L^{(n)} - X_C^{(n)}) X_{sh}^{(n)}}{(X_{Lh}^{(n)} + 4X_{sh}^{(n)} - X_C^{(n)}) X_L^{(n)} - X_{Lh}^{(n)} X_C^{(n)} - X_C^{(n)} X_{sh}^{(n)} + X_{Lh}^{(n)} X_{sh}^{(n)}} \quad (4)$$

$$\dot{I}_L^{(n)} = \frac{\dot{I}_{Lh}^{(n)} (X_{Lh}^{(n)} + X_C^{(n)})}{(2X_L^{(n)} - X_C^{(n)})} \quad (5)$$

由式 (5) 可以看出, 串联电感 L 上各次谐波电流的流向取决于电路参数的选择, 不管其方向如何, 在 APF 未投入运行或 APF 投入运行瞬间所承受的某次谐波电压为 $\dot{I}_L^{(n)} X_L^{(n)}$, 由于并联电感很小, 所以 APF 在过渡过程中承受得电压很小。

2) 调谐次高次谐波

在 \dot{I}_L 的计算公式中取 $X_{Lh}^{(n)} = 0$ 即可得到, 其

$$\text{APF 所承受的谐波电压为 } \frac{\dot{I}_{Lh}^{(n)} (X_{Lh}^{(n)} + X_C^{(n)})}{(2X_L^{(n)} - X_C^{(n)})} X_L^{(n)}。$$

2.3 APF 投入运行时的暂态过程分析

在 APF 投入运行后, 要经历从 APF 未投入运行前的稳态过程到 APF 投入运行后稳态过程的一个过渡过程, 在该过渡过程中, 三绕组变压器上的电压 (即 APF 所承受电压) 将从过渡过程前的电压平滑地过渡到其稳态电压值, 其各电气量之间满足以下关系 (以图 5 所示电路进行分析, 由于过渡过程中不考虑设备损耗情况下 APF 并不需要输出基波电流, 无源调谐滤波电路仍可以看作一个电感 L_h , 对于调谐次谐波 $L_h = 0$)。

$$u_L^{(n)} = L \frac{di_L^{(n)}}{dt}$$

$$i_C^{(n)} = C \frac{du_C^{(n)}}{dt}$$

$$u_L^{(n)} + u_C^{(n)} = L_{sh} \frac{di_{sh}^{(n)}}{dt} = L_h \frac{di_{Lh}^{(n)}}{dt} - u_L^{(n)}$$

$$i_s^{(n)} = i_{sh}^{(n)} + i_C^{(n)} + i_{Lh}^{(n)}$$

$$u_L^{(n)} = N^2 \frac{d}{dt} \left(\frac{i_C^{(n)} - i_{Lh}^{(n)} - i_{L}^{(n)} - i_{APF}^{(n)}}{R_m} \right)$$

$$u_L^{(n)} + u_{Lb}^{(n)} = 0$$

以上方程联立求解后,采用牛顿-拉普森迭代法结合各个量的初始值可以求出 $i_C^{(n)}$ 、 $i_{Lh}^{(n)}$ 、 $i_{sh}^{(n)}$ 与 $i_L^{(n)}$ 的离散关系表达式。

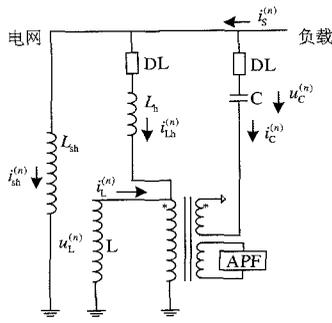


图5 APF投入运行时暂态电路图

Fig.5 Transient circuit at the moment of connecting APF

由于三绕组变压器产生激磁电压 u_L 所需的磁通很小,可以近似认为 $i_C^{(n)} - i_{Lb}^{(n)} - i_L^{(n)} - i_{APF}^{(n)} \approx 0$, 过渡过程中有源滤波器 APF 输出的功率的离散表达式为

$$P_{APF} = \sum u_L^{(n)} i_C^{(n)} + u_L^{(n)} i_{Lh}^{(n)} + u_L^{(n)} i_L^{(n)} \quad (6)$$

3 计算实例与仿真结果

通过上述理论分析,为了验证新型并联混合型电力滤波器 APF 容量更小,本文将所提出的新型并联混合型电力滤波器(图1所示电路,方案1)与传统的并联混合型电力滤波器(图6所示电路,方案2)在 APF 稳定运行时所需的 APF 容量对比如下(设对于5次和7次谐波,单调谐滤波器的偏谐阻抗分别为 $j0.28 \Omega$, $j0.35 \Omega$)。

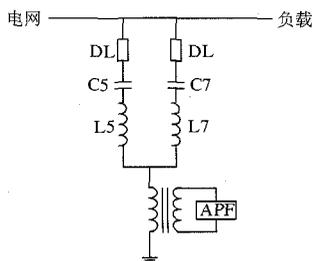


图6 传统并联混合型电力滤波器单相电路图

Fig.6 Single-phase circuit fabric of the conventional shunt hybrid active power filter

元件参数设置如下: $L5=3.8 \text{ mH}$, $C5=106.65 \mu\text{F}$, $L7=3.877 \text{ mH}$, $C7=53.33 \mu\text{F}$ 。

当 $C=165.536 \mu\text{F}$, $L=0.6 \text{ mH}$, 三绕组变压器变比 $N=1$, 其他参数不变情况下,两种方案所需容量对比如下。

表1 方案1和方案2所需APF容量对比

Tab.1 APF capacitance comparison between scheme 1 and scheme 2

谐波次数	谐波电流大小 /A	1方案 APF 输出电流 /A	1方案 APF 承受电压 /V	1方案 APF 所需容量 /VA	2方案 APF 所需容量 /kVA
5	105	-119.84	27.4	-3284	3.09
7	80	-80.8	24.8	-2004	2.24
11	56	-9.4	70.56	-663.3	14.11
13	40	2.94	45.58	224.3	9.72
17	27	12.45	27.11	337.5	6.50
19	24	13.53	22.1	299	5.92
23	18	12.43	14.1	175.3	3.93
25	13	9.64	9.5	91.6	2.4

从以上计算结果可以看出,新型并联混合型电力滤波器在降低非调谐次谐波 APF 所需容量上效果是非常显著的。对于调谐次无源滤波器(5、7次)的偏谐问题所引起的电网谐波(5、7次)的滤除所需 APF 容量与传统混合型电力滤波方法相差不多,由于文中计算的偏谐是按接近最大偏谐来考虑的,实际中的 LC 滤波装置偏谐一般比较小,实际所需的滤除调谐次(5、7次)谐波 APF 容量也比计算值要小。当选取精确调谐 LC 滤波参数时,APF 容量将大大减小。

设 $L_{sh} = 1 \text{ mH}$, 在 APF 未投入运行时,其承受的各次谐波电压对比如下。

表2 APF未投入运行方案1和方案2中APF承受电压

Tab.2 Comparison of voltage on APF between scheme 1 and scheme 2 when APF doesn't work

谐波次数	谐波电流大小 /A	1方案 APF 承受电压 /V	2方案 APF 承受电压 /V
5	105	-169.2	164.9
7	80	-225.1	175.8
11	56	65.48	193.4
13	40	35.15	163.3
17	27	-14.9	144.1
19	24	23	143.2
23	18	-29	130.0
25	13	13.6	102.0

从以上计算结果可以看出,新型混合型电力滤

波器在 APF 未投入运行时, 所承受的调谐次谐波电压降稍高于传统的并联混合型电力滤波器, 但对于非调谐次谐波, APF 所承受的谐波电压降要低于传统的混合型电力滤波器, 但对于不同次谐波, 新型并联混合型电力滤波器在 APF 未投入运行时 APF 所承受的高次谐波电压方向是一个不确定量, 它取决于电路参数的选择。

方案 2 计算式:

$$U_{\text{APF}}^{(n)} = I_S^{(n)} * X_{\text{sh}}^{(n)} = 0.314nI_S^{(n)} \quad (7)$$

利用 MATLAB 对所讨论的新型并联混合型电力滤波器进行仿真研究, APF 承受谐波电压如图 7 所示, 在 0.01 s 投入 APF, 其承受的电压将由投入前的稳态值平滑过渡到投入后的稳态值, 而且, 投入后承受的谐波电压变小。

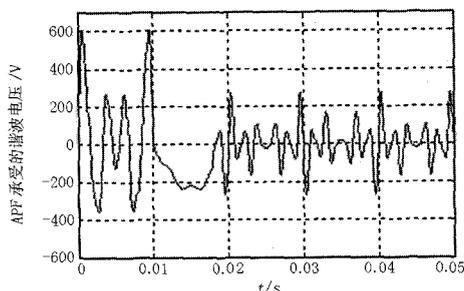


图 7 新型滤波器 APF 承受的谐波电压
Fig.7 The voltage on APF of the novel filter

APF 输出的谐波电流如图 8:

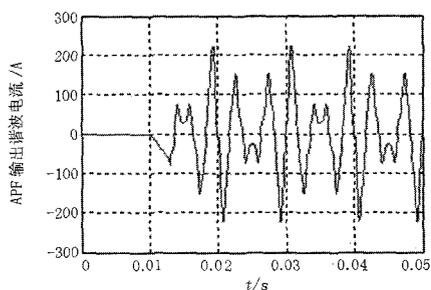


图 8 新型滤波器 APF 输出的谐波电流
Fig.8 Output harmonic current from APF of the novel filter

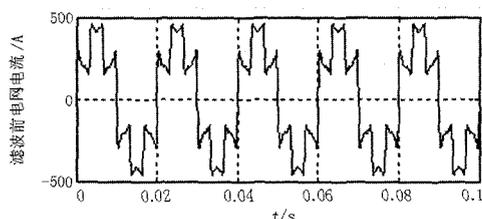


图 9 滤波前的电网电流
Fig.9 Current of the network before filtering

新型并联混合型有源滤波器的滤波效果取决于

APF 容量的选择及输出的各次谐波电流的大小。在 APF 输出的各次谐波电流及功率按照文中计算值输出的情况下, 这种新型滤波器的滤波效果如图 10。

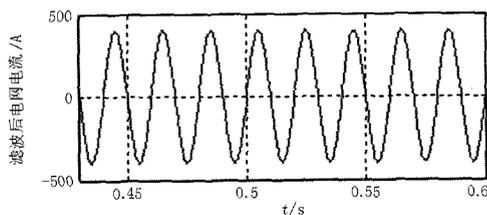


图 10 滤波后的电网电流
Fig.10 Current of the network after filtering

从仿真结果可以看出, 文中新型并联混合型电力滤波器在暂态过程中 APF 承受的谐波电压和输出的谐波电流没有出现特别大的峰值点, 新型滤波器的 APF 容量在考虑暂态时也不需要留有太大的余量, 因此, 新型并联混合型电力滤波器所需 APF 容量小于传统并联混合型滤波器的 APF 容量。并且从滤波前后电网电流波形对比可以看出, 这种新型滤波器可以达到很好的滤波效果。

4 小结

在新型并联混合型电力滤波器设计及使用中, 还需要注意以下几个方面的问题:

(1) 新型并联混合型电力滤波器实现谐波磁通补偿的条件是三绕组变压器工作于线性状态或近似线性状态, 对于工作于饱和状态的三绕组变压器很难实现减小滤波器容量与谐波磁通补偿的完美结合。

(2) 新型并联混合型电力滤波器的三绕组变压器在运行中虽然承受很低的电压, 但它会遭受电网的瞬态过电压干扰的影响, 同时还应考虑支路开关投切过程中的瞬时过电压的冲击, 因此, 该三绕组变压器的绝缘设计必须考虑能够耐受该瞬时冲击电压。

(3) 在新型并联混合型电力滤波器的无源支路投入瞬间由于电容的瞬时短路影响, 三绕组变压器的接 APF 的绕组上的过电压会对有源滤波器的 IGBT 元件的耐压水平提出较高的要求, 这样会使 APF 的成本增加, 为了减小成本可以采用低耐压的 IGBT 元件同时结合 APF 回路的投入时刻比无源滤波支路投入时刻加以大于 100 ms 延时的方法。

(4) 在新型并联混合型电力滤波器的三绕组变压器中的某一绕组上应并联压敏电阻 (或避雷器) 以进一步防止 APF 支路遭受瞬态过电压的冲击。

5 结论

本文提出了一种基于磁通补偿原理和谐波电流分流技术的新型并联混合型电力滤波器。仿真结果与计算实例证明,文中提出的新型并联混合型有源电力滤波器 APF 容量明显小于目前并联混合型有源电力滤波器所需 APF 的最小容量,在抑制大功率谐波源产生的谐波方面,有着广阔的前景。

参考文献

- [1] 王兆安,杨君,刘进军.谐波抑制和无功功率补偿[M].北京:机械工业出版社,1998.
WANG Zhao-an,YANG Jun,LIU Jin-jun.Harmonic Restraint and Reactive Power Compensation[M]. Beijing:China Machine Press,1998.
- [2] Hideaki Fujita, Takahiro Yamasaki, Hirofumi Akagi.A Hybrid Active Filter for Damping of Harmonic Resonance in Industrial Power System[J]. IEEE Trans on PE, 2000, 15(2): 215-222.
- [3] Hafner J, Areds M, Heumann K. A Shunt Active Power Filter Applied to High Voltage Distribution Lines[J].IEEE Trans on PD, 1997, 12(1): 266-272.
- [4] 朱东起,姜新建,马大铭.无源与有源滤波器串联构成的并联型综合电力滤波系统[J].清华大学学报(自然科学版),1999,39(3):49-52.
ZHU Dong-qi,JIANG Xin-jian,MA Da-ming.Combined Power Filter System of Series Connected Passive and Active Filters[J].Journal of Tsinghua University(Science and Technology), 1999,39(3):49-52.
- [5] 郑琼林,路国锋,郝荣泰.能降低端电压和容量的有源电力滤波器并联混合补偿拓扑结构研究[J].北京交通大学学报,1999,23(2):45-48.
ZHENG Qiong-lin,LU Guo-feng,HAO Rong-tai.A Probe in Shunt Hybrid Compensator Topology with Reduced

APF's Rating and Terminal Voltage[J].Journal of Northern Jiaotong University,1999,23(2):45-48.

- [6] Sung J H,Park S, Nam K.New Hybrid Parallel Active Filter Configuration Minimizing Active Filter Size[J].IEE Proc-Electr Power Appl, 2000: 93-98.
- [7] 段勇,王跃,符志平,等.新型单相并联混合电力滤波器的研究[J].电工电能新技术,2004,23(1):51-54.
DUAN Yong,WANG Yue,FU Zhi-ping, et al. Study on a Novel Single-phase Parallel Hybrid Power Filter[J]. Adv Tech of Elec Eng & Energy,2004,23(1):51-54.
- [8] Peng F Z,Akagi H,Nabae A.Compensation Characteristics of the Combined System of Shunt Passive and Series Active Filter[J].IEEE Trans on Industry Application, 1993,29(1):144-152.
- [9] 李达义,陈乔夫,贾正春.一种实用的基于基波磁通补偿的串联混合型有源电力滤波器[J].电工技术学报,2003,18(1):68-71.
LI Da-yi,CHEN Qiao-fu,JIA Zheng-chun.A Practical Series Hybrid Active Power Filter Based on Fundamental Magnetic Flux Compensation[J]. Trans of China Electrotechnical Society,2003,18(1):68-71.
- [10] 陈国柱.混合有源电力滤波器关键技术的研究[D].杭州:浙江大学,2001.
CHEN Guo-zhu.Key Techniques Study of Series Hybrid Active Power Filter[D].Hangzhou: Zhejiang University, 2001.

收稿日期:2007-10-15; 修回日期:2007-11-12

作者简介:

王军飞(1981-),男,硕士研究生,主要从事电网无功补偿和滤波技术的研究;E-mail:756979@163.com

赵国生,(1965-),男,博士,副教授,从事电力电子技术的教学与科研工作,研究领域为电力有源滤波技术等。

(上接第36页 continued from page 36)

- Wakileh G J. Power Systems Harmonics (Fundamentals, Analysis and Filter Design)[M]. XU Zheng,Trans. Beijing: China Machine Press, 2003.
- [4] 云瑞军.电力谐波对旋转电机及变压器的影响分析[J].内蒙古石油化工,2001,27(1):123-124.
YUN Rui-jun. Influence Analysis on Electric Harmonics to Rotating Electrical Machine and Transformer[J]. Inner Mongolia Petrochemical Engineering, 2001, 27(1): 123-124.
- [5] 杨晓明.10kV配电变压器有功损耗的影响分析[J].湖南水利水电,2001,(3):33-34.
YANG Xiao-ming. Influence Analysis on 10kV Distribution Transformer's Loss[J]. Hunan Water Conservancy and Electric Power, 2001, (3): 33-34.

- [6] 阮全荣,王亮,施围.一种计及损耗的变压器非线性模型[J].西安交通大学学报,2006,40(10):1115-1119.
RUAN Quan-rong, WANG Liang, SHI Wei. A Kind of Transformer's Nonlinear Model Considering Loss[J]. Transaction of Xi'an Jiaotong University, 2006, 40(10): 1115-1119.

收稿日期:2007-10-24

作者简介:

刘成君(1982-),男,硕士研究生,研究方向为电力系统运行与控制、节能;E-mail:lcj-6-6-6@163.com

杨仁刚(1953-),男,教授,博士生导师,研究方向为电力系统运行与控制、配电自动化、高低压无功补偿装置、节能等。